

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2000-253663  
(P2000-253663A)

(43) 公開日 平成12年9月14日 (2000.9.14)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームト <sup>*</sup> (参考)
H 0 2 M 3/335		H 0 2 M 3/335	F 5 H 0 0 7
3/28		3/28	P 5 H 7 3 0
7/48		7/48	F

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平11-53636

(22) 出願日 平成11年3月2日 (1999.3.2)

(71) 出願人 000144393

株式会社三社電機製作所

大阪府大阪市東淀川区西淡路3丁目1番56号

(72) 発明者 池田 哲朗

大阪府大阪市東淀川区西淡路3丁目1番56号 株式会社三社電機製作所内

(72) 発明者 植上 謙三

大阪府大阪市東淀川区西淡路3丁目1番56号 株式会社三社電機製作所内

(74) 代理人 100062993

弁理士 田中 浩 (外2名)

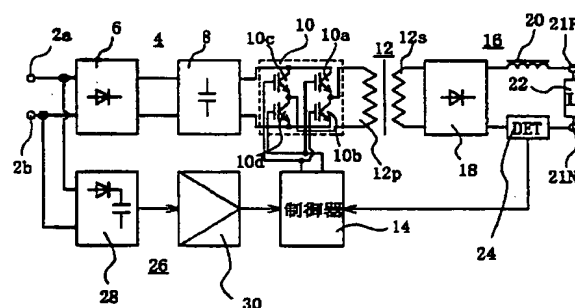
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流電源装置

(57) 【要約】

【課題】 入力商用交流電圧の値が様々な値であっても、直流電源装置を小型化する。

【解決手段】 商用交流電圧を第1の直流電圧に交流-直流変換器4が変換する。制御信号が供給されている期間に導通するスイッチング素子10a乃至10dを具備し、スイッチング素子10a乃至10dの導通、非導通に基づいて第1の直流電圧を高周波電圧にインバータ10が変換する。この高周波電圧を変圧器12が変圧する。変圧された高周波電圧を第2の直流電圧に高周波-直流変換器16が変換し、負荷22に供給する。前記制御信号を休止期間において繰り返し制御器14が発生する。制御器は、制御信号が発生してから次に制御信号が発生するまでの周期が一定であり、前記休止期間の長さが商用交流電圧の値が大きい程、長くなるように設定されている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 商用交流信号を第1の直流信号に変換する交流-直流変換器と、  
制御信号が供給されている期間に導通するスイッチング素子を具備し、前記スイッチング素子の導通、非導通に基づいて前記第1の直流信号を高周波信号に変換する直流-高周波変換器と、  
前記高周波信号を変換する変成器と、  
この変成器によって変成された高周波信号を第2の直流信号に変換し、負荷に供給する高周波-直流変換器と、  
前記制御信号を休止期間において繰り返し発生する制御器とを、有し、前記制御器は、前記制御信号が発生してから次に前記制御信号が発生するまでの周期が一定であり、前記休止期間の長さが前記商用交流信号の電圧値が大きい程、長くなるように設定されている直流電源装置。

【請求項2】 請求項1記載の直流電源装置において、前記制御器は、商用交流信号の電圧値に比例した休止制御信号を生成する休止制御信号生成器を有し、休止制御信号の値に対応した休止期間を生成する直流電源装置。

【請求項3】 請求項1記載の直流電源装置において、前記制御器は、前記制御信号として、少なくとも第1及び第2の制御信号を交互に繰り返し発生し、  
前記直流-高周波変換器は、第1の制御信号が供給されている期間に導通し第1の極性で前記変成器に前記第1の直流信号を供給する第1の半導体スイッチング素子と、第2の制御信号が供給されている期間に導通し第1の極性と逆の極性で前記変成器に前記第1の直流信号を供給する第2の半導体スイッチング素子とを、少なくとも有し、  
前記制御器は、第1の制御信号の発生期間と第2の制御信号の発生期間との間及び第2の制御信号の発生期間と第1の制御信号の発生期間との間に、前記休止期間を有するように、第1及び第2の制御信号を発生する直流電源装置。

【請求項4】 請求項3記載の直流電源装置において、前記制御器は、  
前記商用交流信号を入力し、その電圧値に比例した値を持つ休止期間制御信号を生成する休止期間制御信号生成器と、  
予め定めた周期を持つ鋸歯状波信号を発生する鋸歯状波信号発生器と、  
前記鋸歯状波信号の値が前記休止期間制御信号の値から一方の方向に離れて再び休止期間制御信号の値に戻るまでの期間を前記休止期間とする比較器とを、具備する直流電源装置。

【請求項5】 請求項3記載の直流電源装置において、前記制御器は、  
前記商用交流信号を入力し、その電圧値に比例した値を持つ休止期間制御信号を生成する休止期間制御信号生成

器と、  
予め定めた周期を持つ鋸歯状波信号を発生する鋸歯状波信号発生器と、  
前記負荷に供給される出力信号を検出し、出力検出信号を生成する検出器と、  
前記出力検出信号及び前記休止期間制御信号の和と、予め定めた基準信号との誤差を表す誤差信号を生成する誤差信号生成器と、  
前記鋸歯状波信号の値が前記休止期間制御信号の値から一方の方向に離れて再び休止期間制御信号の値に戻るまでの期間を前記休止期間とする比較器とを、具備する直流電源装置。

【請求項6】 請求項4または5記載の直流電源装置において、  
前記休止期間制御信号発生器は、前記商用交流信号の電圧を直流電圧に変換する交流-直流変換器を有する直流電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直流電源装置に関し、特に直流電圧を高周波電圧に変換する直流-高周波変換装置を備えるものに関する。

【0002】

【従来の技術】一般に、溶接用直流電源装置、切断用直流装置、充電器、メッキ用直流電源装置、通信用直流電源装置及び放電灯点灯用直流電源装置等には、小型軽量化を図るために、直流電圧を高周波電圧に変換する直流-高周波変換器を有するものがある。

【0003】このような直流電源装置では、商用交流電圧が入力側の交流-直流変換器によって直流電圧に変換される。この直流電圧は、直流-高周波変換装置により、例えば数kHz乃至100kHzの高周波電圧に変換される。この高周波電圧は高周波変圧器の1次巻線に供給される。これによって、高周波変圧器の2次巻線に所定の電圧の高周波電圧が誘起される。2次巻線の高周波電圧は、高周波-直流変換器によって直流電圧に変換され、この直流電圧は、負荷に供給される。

【0004】直流-高周波変換器は、IGBT、FET、バイポーラトランジスタ等の少なくとも1台の半導体スイッチング素子を有している。このスイッチング素子が、PWM制御され、即ち、制御信号が供給されている期間に導通させられ、制御信号が非供給の期間に非導通とさせられることにより、直流電圧が高周波電圧に変換される。

【0005】負荷に供給される負荷電流が電流検出器によって検出され、電流検出器からの負荷電流を表す検出信号が制御装置に供給される。制御装置は、この検出信号が予め定めた基準信号と等しくなるように、直流-高周波変換器の半導体スイッチング素子をPWM制御するための制御信号を間隔を置いて半導体スイッチング素子

に供給する。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】商用交流電源の電圧は、国や地域によって異なり、例えば180V、200Vまたは220Vの場合がある。これらのいずれの電圧が供給されるかによって、入力側の交流-直流変換器の直流出力電圧、直流-高周波変換器の高周波電圧のピーク値、変圧器の2次電圧、高周波-直流変換器の直流出力電圧は、それぞれ異なった値となる。

【0007】例えば、図8に示すように、商用交流電圧が180Vの場合のこの直流電源装置の出力電圧と出力電流の静特性は、実線で表され、200Vの場合の静特性は、一点鎖線で表され、220Vの場合の静特性は、破線で表される。これから明らかなように、商用交流電圧が高いほど、出力電圧の値が大きくなる。

【0008】また、高周波変圧器には、半導体スイッチング素子の導通及び非導通の繰り返しによって、図9に示すように、パルス電圧が繰り返し印加される。しかし、各パルス電圧の間には、非発生期間が必要であり、その最小間隔 $t_d$ は、同図に実線で示すように交流電源電圧が180Vと低い場合でも、一点差線で示すように200Vと中間の値の場合でも、破線で示すように220Vと高い値の場合でも、一定の値である。

【0009】一方、高周波変圧器の巻き数 $n$ は、磁気飽和を起こさないために数1によって決定される。

【数1】

$$n \propto \frac{E_{max} \times T_{on(max)}}{\Delta B \cdot S}$$

但し、 $E_{max}$ は変圧器への最大入力電圧、 $T_{on(max)}$ は入力電圧の最大入力時間、 $\Delta B$ は変圧器の鉄心における磁束密度、 $S$ は鉄心の断面積である。ここで、 $t_d$ は通常、常に一定値であり、制御信号の周期は一定値であるので、 $T_{on(max)}$ は一定値となる。従って、様々な商用交流電圧が入力される場合、これら商用交流電圧のうち最も大きな値のものによって決まる $E_{max}$ は大きくなり、これが大きくなればなるほど、巻き数 $n$ が多くなり、鉄心の断面積、即ち、変圧器のサイズが大きくなる。

【0010】この直流電源装置は、小型化するために、直流電圧を一旦高周波電圧に変換し、かつ高周波変圧器を用いているが、入力商用交流電圧の値が様々な値であると、電源装置を小型化することができないという問題がある。

【0011】また、電源装置を小型化するために、入力側の交流-直流変換器の出力側と、直流-高周波変換器の入力側との間に、昇圧コンバータまたは降圧コンバータを設け、それらの出力電圧が一定値になるように、昇圧コンバータや降圧コンバータを制御する方法もある。しかし、比較的大きな電流を昇圧コンバータや降圧コン

バータで制御するので、大容量のスイッチング制御素子を昇圧コンバータや降圧コンバータに使用しなければならず、さらに回路が複雑になるという問題がある。

【0012】本発明は、回路が複雑にならずに、小型化することができる直流電源装置を提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明による直流電源装置は、商用交流信号を第1の直流信号に変換する交流-直流変換器を有している。商用交流信号として、それぞれ異なる複数の電圧値を持つもののうち選択されたものを供給することができる。第1の直流信号を高周波信号に直流-高周波変換器が変換する。この直流-高周波変換器は、制御信号が供給されている期間に導通するスイッチング素子を具備し、前記スイッチング素子の導通、非導通に基づいて変換を行う。この直流-高周波変換器として、例えばインバータまたはスイッチングレギュレーターを使用することができる。前記高周波信号を変成器が変成する。この変成器によって変成された高周波信号を高周波-直流変換器が第2の直流信号に変換し、負荷に供給する。前記制御信号を制御器が休止期間において繰り返し発生する。前記制御器は、前記休止期間の長さが前記商用交流信号の電圧値が大きい程、長くなるように設定されている。なお、制御信号が発生してから次に制御信号が発生するまでの期間、即ち制御信号の周期は、一定である。

【0014】この直流電源装置では、商用交流信号の電圧値が大きい程、休止期間が長くなる。商用交流信号の電圧値が大きければ、変成器に入力される電圧値が大きくなる。また、商用交流信号の電圧値が大きければ、休止期間が長くなり、制御信号の周期が一定であるので、制御信号の発生期間は短くなる。言い換えれば、変成器に入力される電圧が大きいほど、変成器に電圧が供給される期間が短くなる。従って、変成器の1次巻線の巻き数を減少させることができ、昇圧コンバータや降圧コンバータを使用することなく、直流電源装置を小型化することができる。

【0015】前記制御器は、前記商用交流信号を入力し、その電圧値に比例した値を持つ休止期間制御信号を生成する休止期間制御信号発生器を有し、休止制御信号に応じて休止期間を決定する。

【0016】この場合、商用交流信号が入力されている限り、休止期間制御信号が発生し、制御信号間には常に休止期間が存在する。そして、この休止期間は、最も短いときであっても、商用交流信号の電圧値に応じた長さを持つ。

【0017】前記制御器は、前記制御信号として、少なくとも第1及び第2の制御信号を交互に繰り返し発生するものとする。前記直流-高周波変換器は、第1及び第2の半導体スイッチング素子を少なくとも有してい

る。第1の半導体スイッチング素子は、第1の制御信号が供給されている期間に導通し、第1の極性で前記変成器に前記第1の直流信号を供給する。第2の半導体スイッチング素子は、第2の制御信号が供給されている期間に導通し、第1の極性と逆の極性で前記変成器に前記第1の直流信号を供給する。前記制御器は、第1の制御信号の発生期間と第2の制御信号の発生期間との間及び第2の制御信号の発生期間と第1の制御信号の発生期間との間に、前記休止期間を有するように、第1及び第2の制御信号を発生する。第1の制御信号の発生期間と休止期間との和、第2の制御信号の発生期間と休止期間との和は、それぞれ一定値であることが望ましい。

【0018】この場合、第1の制御信号の発生後、第2の制御信号の発生までの休止期間と、第2の制御信号の発生後、第1の制御信号の発生までの休止期間との長さが、それぞれ商用交流信号の電圧値が大きい程、長くされる。従って、商用交流信号の電圧値が大きい程、第1及び第2の制御信号の発生期間が短くなり、小型の高周波変成器を使用できる。

【0019】さらに、前記制御器は、前記商用交流信号を入力し、その電圧値に比例した値を持つ休止期間制御信号を生成する休止期間制御信号発生器と、予め定めた周期を持つ鋸歯状波信号を発生する鋸歯状波信号発生器と、前記鋸歯状波信号の値が前記休止期間制御信号の値から一方の方向に離れて再び休止期間制御信号の値に戻るまでの期間を前記休止期間とする比較器とを、具備するものとする。

【0020】この場合、商用交流信号の電圧値に比例した休止期間制御信号が生成され、これと鋸歯状波信号とが比較器によって比較される。鋸歯状波信号が休止期間制御信号から一方の方向に離れ再び戻る場合と、鋸歯状波信号が休止期間制御信号から他方の方向に離れ、再び戻る場合とがある。一方の方向に離れて戻るまでの期間が休止区間であり、他方の方向に鋸歯状波信号は繰り返し発生されているので、1つの鋸歯状波信号と休止期間制御信号との比較によって、第1または第2の制御信号が発生し、第1の制御信号と第2の制御信号との間、及び第2の制御信号と第1の制御信号との間に、休止期間が形成される。そして、休止期間は、商用交流信号の電圧の値が大きい程、長くなり、変成器を小型化することができ

【0021】また、前記制御器は、上記と同様な休止期間制御信号発生器と、鋸歯状波信号発生器とを有し、さらに前記負荷に供給される出力信号を検出し、出力検出信号を生成する検出器と、前記出力検出信号及び前記休止期間制御信号の和と、予め定めた基準信号との誤差を表す誤差信号を、上述したような比較器に供給する誤差信号生成器とを、有するものとする。

【0022】この場合、負荷の出力信号を基準信号に対応した値にすることができ

る。大きいほど、休止期間を長くすることができ、変成器を小型化することができる。

【0023】休止期間制御信号発生器は、前記商用交流信号の電圧を直流電圧に変換する交流-直流変換器を有するものとする。この場合、商用交流信号の値に比例した直流電圧を休止期間制御信号として使用することができ、商用交流信号の電圧が変動したとしても、その変動に追従して休止期間を制御することができる。

【0024】

【発明の実施の形態】本発明の1実施の形態の直流電源装置は、例えば商用交流電源の電圧値が異なる様々な国若しくは地域において使用可能とされたもので、電源入力端子2a、2bを有している。電源入力端子2a、2bには、例えば単相商用交流電源（図示せず）が接続される。この単相商用交流電源は、例えば180V、200Vまたは220Vの交流電圧を発生する。なお、単相商用交流電源に代えて、三相商用交流電源を使用することもできる。

【0025】電源入力端子2a、2bに印加された商用交流電圧は、交流-直流変換器4の整流回路6によって整流される。この整流回路6としては、半波整流回路または全波整流回路を使用することができる。整流回路6の出力電圧は、交流-直流変換器4の平滑回路8によって平滑される。平滑回路8は、平滑コンデンサを含んでいる。即ち、商用交流電圧は、交流-直流変換器4によって直流電圧に変換される。

【0026】交流-直流変換器4からの直流電圧は、直流-高周波変換器、例えばインバータ10に供給され、高周波電圧に変換される。このインバータ10は、半導体スイッチング素子、例えばIGBT10a乃至10dを有している。なお、IGBTに代えて、電力FET、電力バイポーラトランジスタを使用することもできる。各IGBT10a乃至10dは、それらのコレクターエミッタがフルブリッジ回路の各辺を構成するように接続されている。IGBT10aのエミッタとIGBT10bのコレクタとの接続点と、IGBT10cのエミッタとIGBT10dのコレクタとの接続点との間に、変成器、例えば高周波変圧器12の1次巻線12pが負荷として接続されている。

【0027】IGBT10a、10dに後述する制御器14から制御信号、例えば第1の制御信号が供給されたとき、IGBT10a、10dが導通し、高周波変圧器12の1次巻線12pには、IGBT10aから1次巻線12pを介してIGBT10dに電流が流れる。また、IGBT10c、10bに制御信号、例えば第2の制御信号が供給されたとき、IGBT10cから1次巻線12pを介してIGBT10bに電流が流れる。第1の制御信号と第2の制御信号とは、交互に繰り返し発生しているため、高周波変圧器12の2次巻線12sには、矩形波の高周波電圧が誘起される。なお、IGBT

10c、10dに代えて、コンデンサを使用し、ハーフブリッジ型のインバータを使用することもできる。

【0028】高周波変圧器12の2次巻線12sに誘起された高周波電圧は、高周波-直流変換器16の整流回路18によって整流され、高周波-直流変換器16の平滑回路、例えば平滑用リアクトル20によって平滑され、出力端子21P、21Nを介して負荷22に供給される。整流回路18としては、半波整流回路または全波整流回路を使用することができる。負荷22としては、例えば、直流アーク溶接機または直流アーク切断機の母材とトーチとからなるアーク負荷を使用することができる。

【0029】高周波-直流変換器16から負荷22に供給されている出力信号、例えば出力電流が、出力検出器、例えば出力電流検出器24によって検出される。出力電流検出器24は、検出された出力電流の値を表す出力検出信号を生成する。出力電流検出器24からの出力電流検出信号は、制御器14に供給される。なお、出力電流検出器24に代えて、負荷22に供給される出力電圧を検出し、出力電圧を表す出力電圧検出信号を生成する出力電圧検出器、または負荷22に供給される出力電力を検出し、出力電力を表す出力電力検出信号を生成する出力電力検出器を使用することもできる。

【0030】制御器14には、電源入力端子2a、2bに印加された交流電圧の値に比例した休止期間制御信号も供給されている。この休止期間制御信号は、電源入力端子2a、2bに印加された交流電圧を、休止期間制御信号生成器26の交流-直流変換器28によって直流電圧に変換される。この交流-直流変換器28は、整流回路と平滑回路とからなる。この直流電圧は、休止期間制御信号生成器26の増幅器、例えば直流増幅器30に入力電圧として供給される。この直流増幅器30の出力電圧は、図2に示すように入力された直流電圧に比例した直流電圧を休止期間制御信号として出力するものである。

【0031】従って、この休止期間制御信号は、電源入力端子2a、2bに供給された商用交流電圧の値が180Vの場合、最も小さく、220Vの場合、最も大きく、200Vの場合、両者の中間の値となる。また、商用交流電圧の定格値が180Vであって、この値から実際の商用交流電圧が変動した場合でも、その変動に追従して、休止期間制御信号は変化する。

【0032】図3に示すように、制御器14は、誤差増幅器32を含み、誤差増幅器32には、出力電流検出信号が供給されている。更に、誤差増幅器32には、基準信号発生器34からの基準信号も供給されている。この基準信号は、出力電流として出力しようと予め定められた電流値に対応する電圧値を有するものである。誤差増幅器32は、出力電流検出信号と基準信号との誤差を表す誤差信号を生成し、加算器36に供給する。

【0033】加算器36には、直流増幅器30からの休止期間制御信号も供給されている。従って、加算器36は、上記誤差信号と休止期間制御信号との代数和を表す加算出力信号を生成する。

【0034】この加算出力信号は、比較器38に供給される。比較器38には、鋸歯状波発生器40から図4(a)に示すような鋸歯状波信号が供給されている。鋸歯状波信号は、予め定められた周期、例えば数kHz乃至数百kHzに相当する周期で繰り返し発生される。比較器38は、鋸歯状波信号が加算出力信号以上となったとき、図4(b)に示すように第1の状態、例えばHレベルの出力信号を発生し、鋸歯状波信号が加算出力信号未満となったとき、第2の状態、例えばLレベルの出力信号を発生する。なお、鋸歯状波信号が加算出力信号以上となったとき、Lレベルの出力信号を発生し、加算出力信号未満となったとき、Hレベルの出力信号を発生するようにもできる。

【0035】比較器38の出力信号がHレベルである期間、及びLレベルである期間は、加算出力信号の値に応じて変化し、加算出力信号の値が大きいと、比較器38の出力信号がHレベルとなる期間は短く、Lレベルとなる期間は長くなる。逆に加算出力信号の値が小さいと、比較器38の出力信号がHレベルとなる期間が長く、Lレベルとなる期間は短くなる。いずれの場合でも、Hレベルである期間とLレベルである期間との和は、鋸歯状波信号の1周期に等しい。

【0036】この出力信号は、図3に示す駆動部42の2つの2入力アンドゲート46、48の一方の入力端子に供給される。アンドゲート46の他方の入力端子には、発振器50から第1のパルス信号が供給されている。アンドゲート48の他方の入力端子には、発振器50から第2のパルス信号が供給されている。第1及び第2のパルス信号は、図4(c)、(d)に示すように、鋸歯状波信号の2倍の周期を持ち、互いに逆相であり、鋸歯状波信号と同期している。

【0037】従って、同図(e)に示すように、第1のパルス信号と比較器38の出力信号が共にHレベルの期間に、アンドゲート46はHレベルの出力信号を発生し、このHレベルの出力信号が第1の制御信号としてIGBT10a、10dに供給される。同図(f)に示すように、第2のパルス信号と比較器38の出力信号が共にHレベルの期間に、アンドゲート48はHレベルの出力信号を発生し、このHレベルの出力信号が、第2の制御信号としてIGBT10b、10cに供給される。

【0038】第1の制御信号と第2の制御信号が共に発生していない期間、即ちアンドゲート46、48の出力信号が共にLレベルの期間が、休止期間となる。これは、比較器38の出力信号がLレベルである期間と一致している。従って、この休止期間は、加算器36の加算出力信号の値に応じて変化する。

【0039】図5(a)に実線で示したのは、商用交流電圧が180Vの場合の加算出力信号であり、一点鎖線で示したのは、商用交流電圧が200Vの場合の加算出力信号であり、破線で示したのは、商用交流電圧が220Vの場合である。いずれの場合も、加算器36に誤差増幅器32から供給される誤差信号の値は等しいとする。商用交流電圧が180Vと低く、加算出力信号が小さい場合には、同図(b)に示すように、比較器38の出力信号がLレベルである期間は短くなる。商用交流電圧が220Vと高く、加算出力信号が大きい場合には、同図(d)に示すように、比較器38の出力信号がLレベルである期間は長くなる。また、商用交流電圧が200Vと中間の値であり、加算出力信号が中間の値である場合、同図(c)に示すように、比較器38の出力信号がLレベルである期間も、前記2つの場合の中間の値となる。この比較器38の出力信号がLレベルである期間に一致した休止期間が得られる。なお、誤差増幅器32の出力信号が加算器34の出力信号に含まれているので、基準信号が表す電流に出力電流に一致するように、フィードバック制御が行われている。

【0040】休止期間は0になることはなく、常に存在する。例えば誤差増幅器32の出力信号が0であるとき、即ち基準信号が表す電流に出力電流が一致しているときでも、直流増幅器30から商用交流電圧に比例した値の休止期間制御信号が制御部14に供給されているので、加算器34の出力は0ではない。この場合でも、例えば商用交流電圧が180Vの場合、加算器34の出力信号は、図6(a)に実線で示すような値となり、商用交流電圧が200Vの場合、同図(a)に一点差線で示すような値となり、220Vの場合、同図(a)に破線で示すような値となる。即ち、商用交流電圧の値が高くなればなるほど、加算器34の出力信号も大きくなる。従って、比較器38の出力信号がLレベルである期間も、同図(b)、(c)、(d)に示すように、商用交流電圧が高くなればなるほど、長くなる。

【0041】従って、基準信号が表す電流値に出力電流値が一致している状態においても、図7に実線で示すように商用交流電圧が180Vと低い場合には、休止期間が短く、IGBT10a乃至10dに低い直流電圧が交流-直流変換部4から供給される期間が長くなる。同図に破線で示すように商用交流電圧が220Vと高い場合には、休止期間が長く、IGBT10a乃至10dに高い直流電圧が交流-直流変換部4から供給される期間が短くなる。同図に一点差線で示すように、商用交流電圧が200Vと中間の値であると、休止期間も中間の値となり、IGBT10a乃至10dに交流-直流変換部4から中間の値の直流電圧が印加される期間も中間の値となる。

【0042】この直流電源装置の出力電圧 $V_o$ は、数2

【数2】

$$V_o = V_1 \times n \times \frac{T_{on}}{T} = V_1 \times n \times \frac{T - T_d}{T}$$

【0043】但し、 $V_1$ は高周波変圧器12の1次電圧、 $n$ は高周波変圧器12の巻き数比、 $T$ は鋸歯状波信号の周期、 $T_d$ は休止期間、 $T_{on}$ はIGBT10a乃至10dの導通期間である。 $T$ は一定であり、 $n$ も一定である。従って、 $V_1 * T_{on}$ を一定にすれば、出力電圧は一定となる。図8に実線、一点鎖線、破線で示すように、 $V_1$ は、この直流電源装置に入力される商用交流電圧の値が大きくなれば、大きくなる。同図に示すように、休止期間 $T_d$ は、商用交流電圧の値が大きくなれば長くなり、結果として導通期間 $T_{on}$ も商用交流電圧の値が大きくなれば短くなる。

【0044】この休止期間が最も短いとき、逆に言うと導通期間が最も長くなるのは、誤差信号の値が0のときである。このときでも、上述したように入力商用交流電圧の値が大きいくほど、導通期間は短くなる。数1で言う $E_{max}$ は、入力商用交流電圧の値によって決まり、同 $T_{on(max)}$ は誤差信号が0の場合の導通期間によって決まる。この場合、入力商用交流電圧の値が180V、200Vまたは220Vいずれの値であっても、直流増幅器30の利得を適切に選択すると、 $E_{max} * T_{on(max)}$ を予め定めた値とすることができる。

【0045】従って、巻き数比 $n$ を高周波変圧器12を小型にすることが可能な値に選択することができる。しかも、電源装置を小型化するために、平滑回路8とインバータ10との間に昇圧コンバータや降圧コンバータ及びこれらの制御部を設ける必要がなく、この点からもこの直流電源装置を小型化することができる。

【0046】上記の実施の形態の直流電源装置では、入力商用交流電圧を180V、200V、220Vのうちいずれかとしたが、これに限ったものではなく、例えば100Vと400Vとしてもよいし、200Vと400Vとすることもできる。また、世界中には100V、115V、200V、220V、380V、400V、440V等の種々の電圧が使用されているが、これら全ての電圧に対応させるようにすることもできる。なお、この場合、直流増幅器30に代えて、交流-直流変換器28からの直流電圧をデジタル信号に変換するA/D変換器と、このA/D変換器からのデジタル信号に対応したデジタル休止期間制御信号を記憶したメモリと、このメモリから読み出されたデジタル休止期間制御信号をアナログ信号に変換するD/A変換器とを設けても良い。無論、上記の実施の形態の直流電源装置において、A/D変換器と、メモリと、D/A変換器とを用いても良い。

【0047】さらに、上記の実施の形態の直流電源装置では、電流検出器24によって検出した出力電流検出信

11

号を制御部 14 に供給したが、電流検出器 24 に代えて、出力電圧または出力電力を検出し、検出信号を制御部 14 に供給する電圧検出器または電力検出器を設けても良い。また、上記の実施の形態では、出力電流検出信号を用いて、インバータ 10 をフィードバック制御したが、フィードバック制御を行わなくても良い。この場合、直流増幅器 30 の出力信号を比較器 38 に直接に供給するようにすればよい。また、上記の実施の形態の直流電源装置では、インバータ 10 を使用したが、これに代えて、スイッチングレギュレータを使用することもできる。

【0048】

【発明の効果】以上のように、本発明による直流電源装置によれば、入力される商用交流電圧の値が様々な値のうち選択されたものであっても、使用される変成器に小型のものを使用することができ、直流電源装置を小型化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の 1 実施の形態の直流電源装置のブロック図である。

【図 2】図 1 の直流増幅器の入力電圧と出力電圧との関係を示す図である。

【図 3】図 1 の直流電源装置の制御部の詳細なブロック図である。

【図 4】図 1 の直流電源装置の各部の波形図である。

【図 5】図 1 の直流電源装置において入力商用交流電圧\*

12

\*の値が 180V、200V、220V であって誤差増幅器が 0 でない誤差出力を生じている場合の鋸歯状波信号発生器からの鋸歯状波信号、比較器 38 の出力信号を示す図である。

【図 6】図 1 の直流電源装置において入力商用交流電圧の値が 180V、200V、220V であって誤差増幅器が 0 の誤差出力を生じている場合の鋸歯状波信号発生器からの鋸歯状波信号、比較器 38 の出力信号を示す図である。

【図 7】図 1 の直流電源装置において入力商用交流電圧の値が 180V、200V、220V の場合に高周波変圧器に供給される入力電圧を示す図である。

【図 8】従来の直流電源装置の一例における異なる商用交流電圧が入力されている場合の出力電流と出力電圧との関係を示す図である。

【図 9】従来の直流電源装置の一例における異なる商用交流電圧が入力されている場合におけるこの直流電源装置に使用されている変圧器の入力電圧を示す図である。

【符号の説明】

20 4 交流-直流変換器

10 インバータ（直流-高周波変換器）

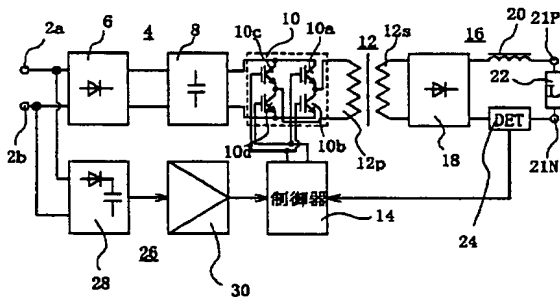
12 高周波変圧器（変成器）

14 制御部

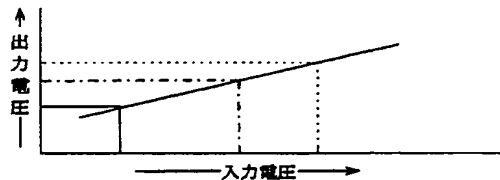
16 高周波-直流変換器

26 休止制御信号生成器

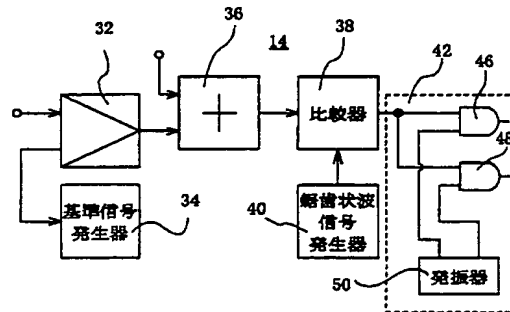
【図 1】



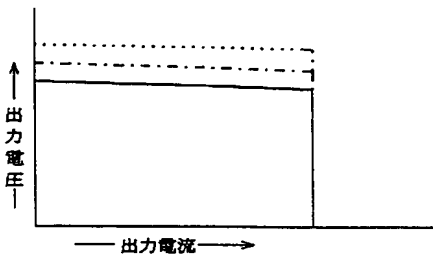
【図 2】



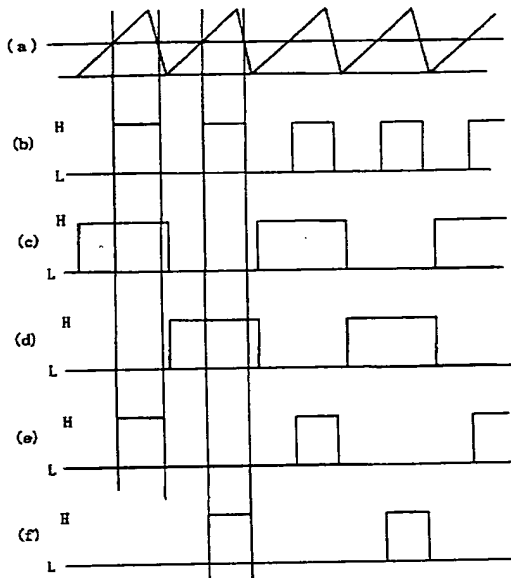
【図 3】



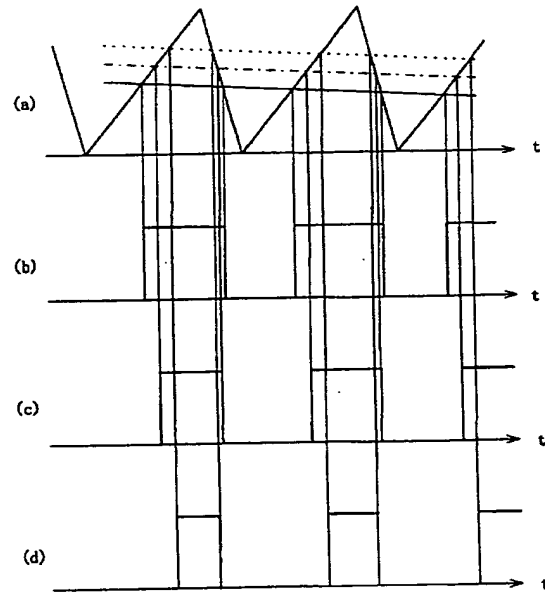
【図 8】



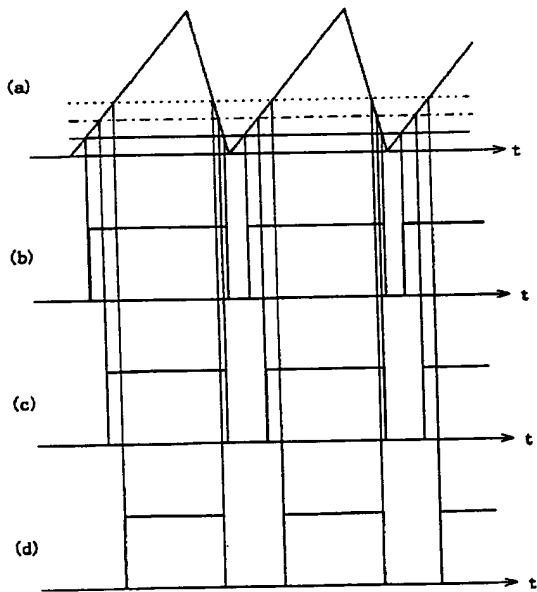
【図4】



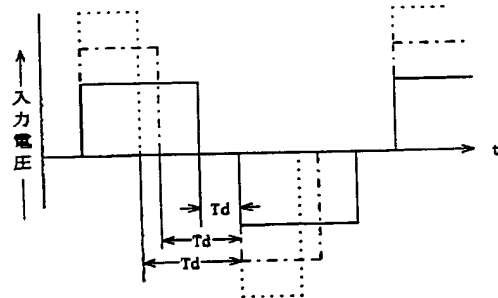
【図5】



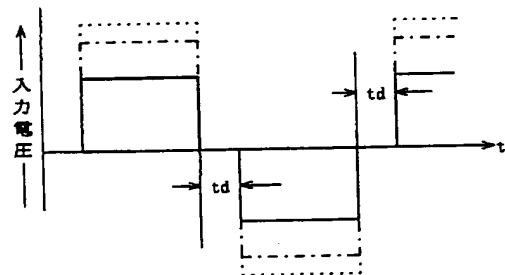
【図6】



【図7】



【図9】





フロントページの続き

(72)発明者 池尻 裕司

大阪府大阪市東淀川区西淡路3丁目1番56

号 株式会社三社電機製作所内

Fターム(参考)

5H007 AA00 BB03 CA01 CB05 CC32

DA05 DC02 DC05 EA02

5H730 AA15 BB27 BB57 CC01 DD03

EE01 FD11 FD31 FF02

THIS PAGE BLANK (USPTO)